SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N°. 11-12

ANNO XV - 1943

L. 5.-

ANNO XV • NUMERI 11 e 12 1943

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO rispettiv. L. 80 e L. 45
Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

TELEVISIONE (XXX)

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5038/5 Continuazione vedi N. 9-10

Altri generatori di tensioni a denti di sega.

Oltre ai circuiti fondamentali, esaminati in precedenza, altri numerosissimi sono conosciuti ed usati. Tra i molti ne descriveremo qui alcuni dei più interessanti.

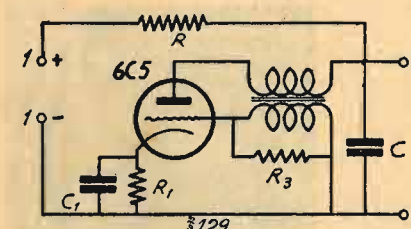



Fig. 129 - *Generatore di tensione a denti di sega utilizzante una sola valvola.*
1,1 = *morsetti di alimentazione a tensione costante,*
2,2 = *morsetti d'uscita.*
R = 250.000 *ohm*; R_1 = 10.000 *ohm*; R_3 = 50.000 *ohm*;
C = 0,5 *microfarad*; C_1 = 25 *microfarad.*

Un circuito molto semplice, perchè utilizzante una sola valvola, è quello indicato nella figura 129.

Il condensatore C è caricato come al solito per mezzo di un generatore di tensione costante collegato ai morsetti *1*; il circuito di carica comprende un resistore R od un pentodo funzionante a corrente costante. La valvola di scarica ha l'anodo ed il catodo collegati ai morsetti del condensatore C, essendo polarizzata oltre l'interdizione con una tensione quasi costante per mezzo del filtro R_2-C_2. Nel circuito anodico di questa valvola è inserito il primario di un trasformatore di rapporto 1-1, il cui secondario è collegato tra la griglia ed il catodo. Il funzionamento del circuito si riassume nel modo seguente:

Finchè il condensatore è scarico, la polarizzazione automatica, impressa alla griglia della valvola di scarica è tale da impedire la circolazione della corrente anodica. In conseguenza il condensatore si carica fino a che la tensione anodica diviene sufficientemente elevata da permettere la circolazione di corrente anodica nella valvola a dispetto dell'elevata polarizzazione. La corrente anodica induce allora nel secondario del trasformatore di griglia una tensione tale da ridurre fortemente (o addirittura annullare) la polarizzazio-

SOMMARIO

ne della stessa griglia; in conseguenza la corrente anodica aumenta fortemente e la scarica del condensatore avviene in un tempo brevissimo. Il resistore R_3, collegato ad uno degli avvolgimenti del trasformatore di accoppiamento, ha lo scopo di impedire che la valvola produca oscillazioni persistenti, limitando il suo funzionamento alla erogazione di un unico impulso brevissimo di corrente. Il generatore può essere sincronizzato mandando gli impulsi di sincronizzazione in un terzo avvolgimento dello stesso trasformatore di accoppiamento. L'ampiezza della tensione a denti di sega è regolata dal valore del resistore R_2 mentre la sua frequenza dipende dal valore della resistenza di R.

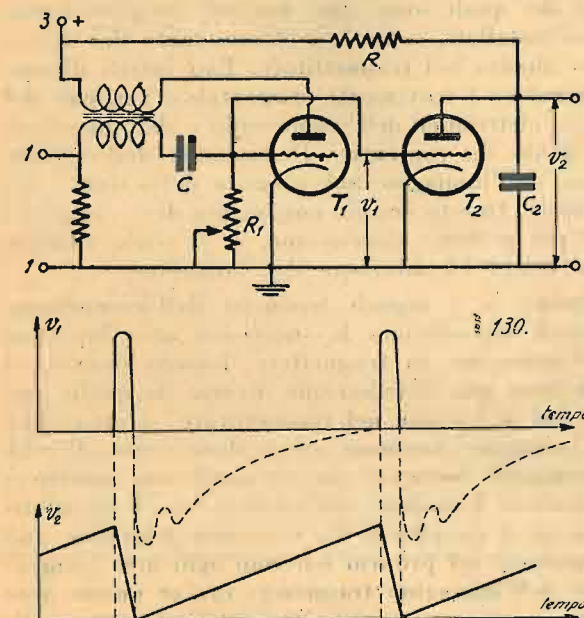



Fig. 130 - *Generatore di tensione a denti di sega sincronizzato. 1,1 = morsetti di sincronizzazione; 2,2 = morsetti di uscita; 3 = morsetto di alimentazione a tensione costante.*

Un altro tipo di generatore di tensione a denti di sega è rappresentato in figura 130. Anche in questo caso la fase crescente della tensione si realizza per mezzo della carica del condensatore C_2 attraverso il resistore R e ad opera di una tensione costante applicata tra il morsetto 3 e la massa. Il triodo T_2 è normalmente polarizzato oltre l'interdizione così da non intervenire durante il

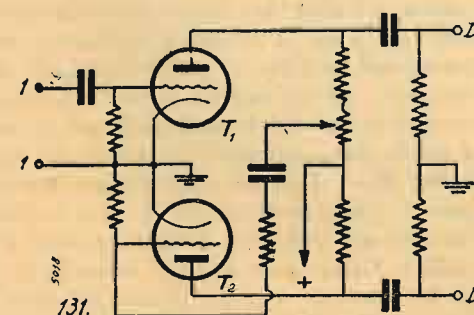



Fig. 131 - *Invertitore di fase. 1,1 = morsetti di ingresso; D_1, D_2 = morsetti di alimentazione delle placche deviatrici.*

processo di carica. Però ad intervalli regolari di tempo, determinati dai valori degli elementi del circuito e da un segnale di sincronizzazione applicato ai morsetti 1, il triodo T_1 fornisce un largo impulso positivo di tensione alla griglia del triodo T_2, determinando la scarica del condensatore C_2. Nella stessa figura 130 è indicata la forma d'onda della tensione v_1 sulla griglia del triodo T_2; la porzione tratteggiata, nella zona dei valori negativi, è quella che serve a portare la griglia di T_2 ad una tensione fortemente negativa, molto oltre l'interdizione; gli impulsi positivi determinano la scarica di C_2. Nella stessa figura sono indicate le relazioni di fase tra gli impulsi di sincronizzazione e la tensione v_2 a denti di sega che si ricava ai morsetti 2.

Generatori di tensioni a denti di sega per deviazione elettrostatica.

Quando si usi il metodo di deviazione elettrostatica, si deve tener presente che se la tensione a denti di sega è applicata in modo asimmetrico alle placche deviatrici, o comunque non è bilanciata rispetto a massa, si producono distorsioni intollerabili. Spesso i piccoli tubi a raggi catodici hanno una placca orizzontale ed una verticale collegate permanentemente tra loro nell'interno del tubo stesso, ma i tubi più grandi, e specialmente quelli usati nei sistemi di televisione, hanno sempre morsetti indipendenti per ognuna delle placche deviatrici. In questi casi occorre che i potenziali di ogni coppia di placche, per esempio di quelle orizzontali, siano in ogni istante uguali e di segno contrario se il valore zero è attribuito al potenziale della massa dell'apparecchio. In altre parole alle due placche di una stessa coppia devono essere portate tensioni rispetto alla massa che siano rispettivamente in opposizione di fase l'una riguardo all'altra.

Quando questa condizione non sia rispettata, cioè quando le tensioni deviatrici non siano simmetriche, si hanno due tipi di distorsioni. La tensione prodotta dal sistema di deviazione si aggiunge o si sottrae a quella dell'anodo acceleratore, determinando una variazione anche nella velocità, oltre che nella direzione, del movimento degli elettroni. Le due coppie di placche interagiscono tra loro con fenomeni di intermodulazione, per effetto dei quali il movimento orizzontale viene ad essere comandato anche dalla tensione applicata al sistema di deviazione verticale e viceversa. L'effetto di queste distorsioni si traduce sempre in una deformazione del quadro, che assume una forma trapezoidale, invece della regolare forma rettangolare.

Queste deviazioni sono entrambe evitate se si usano tensioni di deviazione bilanciate. Per raggiungere questo scopo la tensione di deviazione deve essere applicata alle placche attraverso un amplificatore in controfase. Le figure 131, 132, 133 mostrano tre circuiti adatti ad ottenere una tale tensione bilanciata.

Il circuito della figura 131 rappresenta un ordinario invertitore di fase. Un triodo T_1 amplifica direttamente la tensione asimmetrica, mentre il

triodo T_2 costituisce l'invertitore di fase in quanto la tensione della sua griglia è derivata dall'anodo della valvola T_1. In tal modo la tensione sulla griglia di T_2 è in opposizione di fase con quella esistente sulla griglia di T_1. Le due tensioni di uscita sono rese uguali in ampiezza prelevando, per alimentare T_2, una conveniente frazione della tensione anodica di T_1. Il progetto del circuito deve essere particolarmente curato, perchè si deve poter trasmettere la tensione a denti di sega praticamente senza deformazione; ciò si ottiene con un circuito capace di trasmettere almeno dieci armoniche della frequenza fondamentale. Si tenga presente che la frequenza necessaria per l'esplorazione orizzontale è intorno a 10.000 periodi al secondo (esattamente 13.230 periodi al secondo nel sistema americano di analisi).

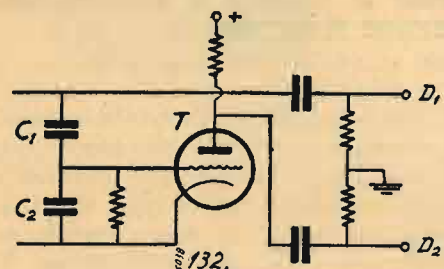



Fig. 132 - *Circuito di bilanciamento delle tensioni a denti di sega.* D_1, D_2 = *morsetti di alimentazione delle placche deviatrici.*

Il circuito della figura 132 utilizza direttamente la tensione a denti di sega, generata dal condensatore C_1, per applicarla ad una placca deviatrice D_1. La tensione per l'altra placca D_2 è ottenuta da uno stadio amplificatore supplementare la cui tensione d'ingresso è derivata da un piccolo condensatore C_2 collegato in serie con il condensatore principale C_1. Poichè le tensioni esistenti nei cir-

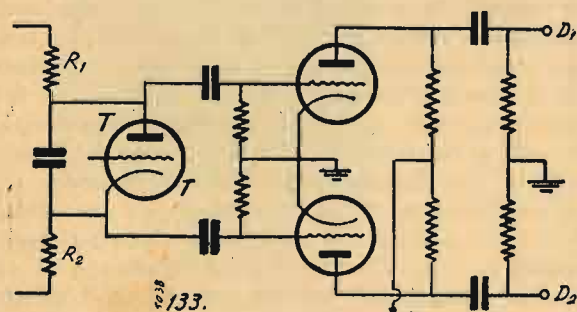



Fig. 133 - *Generatore bilanciato di tensione a denti di sega. T = valvola di scarica.* D_1, D_2 = *morsetti di alimentazione delle placche deviatrici.*

cuiti anodico e di griglia del triodo T sono in opposizione di fase, la placca D_2 riceve una tensione esattamente in opposizione di fase rispetto a quella della placca D_1 e, se il circuito è progettato convenientemente, in modo che le due tensioni abbiano anche la stessa ampiezza, la tensione deviatrice risulta perfettamente bilanciata rispetto alla massa. Precisamente il condensatore C_2 va proporzionato in modo che la tensione sulla griglia di T sia uguale alla tensione di C_1 divisa per l'amplificazione fornita dal triodo T stesso.

La figura 133 rappresenta un circuito bilanciato direttamente. Tale risultato si ottiene dividendo il resistore di carica in due parti R_1 ed R_2 ed inserendole da parti opposte del condensatore generante la tensione a denti di sega. Per variare la velocità di carica (e quindi di frequenza della tensione a denti di sega) si possono regolare R_1 ed R_2 entro limiti non troppo ampi, senza che siano disturbate seriamente le condizioni di bilanciamento.

Sincronizzazione.

I generatori di tensione a denti di sega, alcuni tipi dei quali sono stati descritti in precedenza, sono installati, come è evidente, tanto nel ricevitore quanto nel trasmettitore. Essi infatti devono comandare i movimenti orizzontali e verticali del fascio elettronico dell'iconoscopio e del cinescopio in modo da consentire l'esecuzione dell'esplorazione dell'immagine nel primo e della sintesi nel secondo. Questo doppio movimento deve compiersi nel più perfetto sincronismo, se si vuole ottenere una esatta riproduzione dell'immagine.

Infatti se i segnali trasmessi dall'iconoscopio, i quali riproducono le successive aree luminose dell'immagine da trasmettere, fossero riuniti nel ricevitore con distribuzione diversa da quella con cui essi si trovano nel trasmettitore, si otterrebbe un'immagine luminosa senza alcun senso. Perchè l'immagine luminosa sia trasmessa con successo è necessario l'assoluto sincronismo tra il trasmettitore ed il ricevitore. Un ricevitore televisivo può riprodurre sul proprio schermo ogni area elementare dell'immagine trasmessa; ma se queste aree elementari non sono esattamente orientate e disposte come lo sono nel trasmettitore, si ottiene un miscuglio di luce ed ombra privo di qualsiasi significato.

L'operazione per cui gli estremi trasmittente e ricevente di un sistema televisivo sono mantenuti in funzionamento nelle appropriate relazioni di tempo, si chiama sincronizzazione.

Nei primi sistemi televisivi, in cui l'analisi era eseguita con un disco o con un analogo sistema meccanico, era sufficiente un solo segnale di sincronizzazione. Questo segnale era usato per mantenere il disco ricevente in rotazione esattamente con la stessa velocità del disco trasmittente. La sincronizzazione cioè si otteneva mediante un segnale, trasmesso insieme a quelli visivi, il quale veniva impresso ad un motore a ruota fonica, sistemato nel ricevitore, del quale comandava la velocità in modo da mantenerla esattamente uguale a quella del disco sistemato nel trasmettitore. In questo caso le condizioni che si devono realizzare sono relativamente semplici. Infatti, quando i fori di entrambi i dischi sono disposti secondo la stessa legge, le linee si seguono l'una all'altra con l'esatto intervallo. Però per ottenere l'esatta riproduzione dell'immagine non basta che i due dischi ruotino alla stessa velocità, cioè siano in sincronismo; occorre anche che i punti corrispondenti dei due dischi si trovino sempre nella stessa posizione relativa l'uno rispetto all'altro, cioè che i due dischi ruotino, oltre che *in sincronismo*, anche *in concordanza di fase*.

Nei sistemi televisivi a raggi catodici invece la sintesi dell'immagine è eseguita per mezzo di una esplorazione unidirezionale a velocità costante e le tensioni, o le correnti, di esplorazione sono generate localmente nel ricevitore e nel trasmettitore. Per un funzionamento sincrono di un tale sistema è quindi necessario trasmettere due segnali di sincronizzazione: uno per comandare l'inizio di ogni linea e l'altro per comandare l'inizio di ogni quadro. In altre parole i generatori di tensioni a denti di sega del trasmettitore funzionano in modo indipendente e sono associati ad un circuito il quale lancia un segnale di sincronismo ogni volta che uno dei due generatori ha esaurito la fase ascendente e sta per iniziare la fase discendente. I corrispondenti generatori del ricevitore compiono regolarmente la fase ascendente della tensione (o fase di carica del condensatore), ma iniziano la fase discendente (di scarica) soltanto all'atto in cui ricevono il segnale di sincronizzazione. In tal modo il ritmo del movimento nel ricevitore viene mantenuto in perfetta concordanza con quello che si svolge nel trasmettitore.

I segnali di sincronizzazione vengono ordinariamente trasmessi durante i tempi di ritorno del fascio esploratore al termine di ogni riga ed al termine di ogni quadro. Il tempo di ritorno del fascio da destra verso sinistra, alla fine dell'esplorazione di una riga, è circa il 15 per cento del tempo richiesto per l'esplorazione di una riga con movimento da sinistra a destra con velocità costante. Invece il tempo di ritorno dal basso all'alto, alla fine dell'esplorazione di un quadro, è circa il 7 per cento del tempo richiesto per l'esplorazione di un intero quadro dall'alto al basso con velocità costante.

Durante il ritorno del fascio (da destra a sinistra o dal basso all'alto) vengono trasmessi i segnali di sincronismo, come si vedrà ora.

(continua).

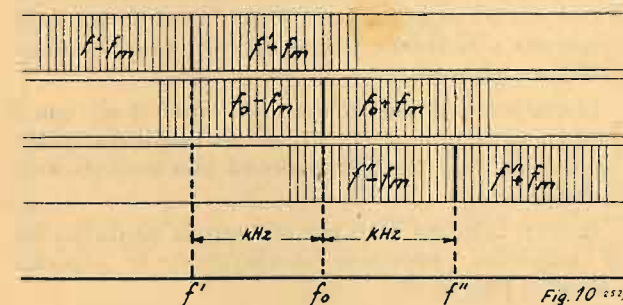
LA MODULAZIONE
NELLE RADIOTRASMISSIONI

2529/18 Continuazione vedi n. 9-10

Ing. B. Piasentin

VI
DISTRIBUZIONE DEI TRASMETTITORI E QUALITA' DI TRASMISSIONE

La gamma interessante le frequenze acustiche va dai 20 Hz al secondo fino quasi ai 20000, a voler tener conto delle armoniche più elevate; praticamente agli effetti di una normale audizione musicale il limite estremo di 20000 Hz. può scendere ai 10000 senza togliere gran chè alle caratteristiche naturali di un suono. Nel campo delle radiotrasmissioni, le frequenze acustiche di modulazione interessanti sono comprese entro la gamma più ristretta che va dai 30 ai 10000 Hz. In base alle considerazioni prima svolte, si conclude che dovendo distribuire lungo la gamma delle radiofrequenze praticamente adoperate, un certo numero di trasmettitori, se vogliamo che le bande laterali dell'uno non vadano a sovrapporsi alle bande laterali di quelli immediatamente adiacenti, detti trasmettitori dovrebbero distare fra di loro di almeno 20000 Hz. Più semplicemente, diremo che il numero possibile di trasmettitori da distribuire entro una determinata gamma di radiofrequenze, si ha dividendo la larghezza della banda disponibile per la larghezza di un canale di modulazione. Fattori di carattere geografico, la distanza dei vari trasmettitori fra di loro, la potenza degli stessi, possono influire sensibilmente ad aumentare il numero teoricamente possibile dei trasmettitori possibili entro una determinata gamma consentendo parimenti che non si disturbino a vicenda. Praticamente invece riscontriamo

Fig. 10 2529

che i vari trasmettitori distano l'uno dall'altro, agli effetti della frequenza, di appena 9 kHz. cosicchè la larghezza del canale di modulazione disponibile resta limitata a soli 4,5 kHz. Poichè effettivamente i vari trasmettitori non hanno particolari limitazioni nelle frequenze di modulazione da trasmettere, e praticamente occupano un canale di modulazione che arriva e oltrepassa i 10 kHz. in un primo momento non si capisce come le singole trasmissioni e ricezioni sono contemporaneamente possibili egualmente; infatti con una tale distribuzione le bande laterali di una trasmissione vanno inevitabilmente a sovrapporsi alle bande laterali e addirittura alle portanti stesse delle stazioni emittenti immediatamente adiacenti, così che tutte le trasmissioni dovrebbero interferire fra di loro. La figura (10) cerca di darne una rappresentazione grafica di per se stessa evidente. Un tale stato di cose sembra addirittura paradossale dato che effettivamente una tale sovrapposizione reciproca fra le bande laterali dei trasmettitori adiacenti esiste, mentre invece praticamente le singole ricezioni sino egualmente possibili senza apprezzabili disturbi. Se esaminiamo bene alcuni fattori che vi prendono parte, vedremo come i 9 kHz. teoricamente insufficienti, praticamente si dimostrato sufficienti a evitare dannosi fenomeni di interferenza fra trasmettitori adiacenti.

Fra tali fattori concorre anzitutto la selettività dei radioricevitori: infatti tenuto conto che una radioricezione si mantiene soddisfacente anche se vengono tagliate via tutte le frequenze acustiche al disopra dei 5000 Hz., si è stabilito ed è ormai norma generale che un radioricevitore abbia una curva di selettività tale da non lasciar passare un canale di frequenze più largo di 9 kHz., cioè 4,5 kHz. ad ogni lato della portante.

In questa maniera dobbiamo però riconoscere che al punto di vista « qualità » viene sfruttato solo parzialmente tutto quello che potrebbe dare la trasione poichè « radioricezione soddisfacente » non significa certo perfetta; infatti l'eliminazione di tutte le frequenze sopra i 5000 Hz. equivale a sopprimere tutte le armoniche superiori che sono appunto quelle che conferiscono a una riproduzione acustica quel certo « realismo » che in effetto manca generalmente a un comune radioricevitore. Dunque l'elevata selettività dei radioricevitori concorre in buona parte ad attenuare gli inconvenienti che possono derivare dalla eccessiva vicinanza delle frequenze portanti dei vari trasmettitori e delle relative bande di modulazione superiori ai 4500 Hz., vadano egualmente a sovrapporsi alle portanti adiacenti e alle relative bande laterali. Avviene cioè che se f è la frequenza portante su cui è accordato un radioricevitore, esso ricevitore sarà in grado di ricevere tutte le frequenze $f \pm f_m$ che si estendono per 4,5 kHz ad ogni lato della f, non solo ma anche tutte le $f' + f'_m$ e le $f'' - f''_m$ che si estendono rispettivamente ai lati delle proprie portanti oltre i 4,5 kHz. dalle portanti stesse; quindi ricezione contemporanea delle proprie bande di modulazione assieme alle

bande di modulazione estreme dei trasmettitori adiacenti. Stando effettivamente così le cose, sembrerebbe che tutte le radiotrasmissioni si dovessero reciprocamente disturbare in modo grave, senonchè bisogna tener conto del fattore « intensità » delle varie grandezze in gioco, fattore che in questo caso influisce in modo decisamente favorevole ad attenuare gli inconvenienti previsti.

Infatti il rapporto in cui vengono a trovarsi le intensità delle bande laterali interessanti e quelle disturbanti, risulta favorevolissimo ad attenuare fortemente quest'ultimo e rendere pertanto trascurabile ogni dannoso effetto; inoltre l'intervento di un processo di vera e propria demodulazione operato da parte della portante interessata sulle bande di modulazione disturbanti, processo tanto più energico quanto più intensa è la portante, contribuisce in modo pure decisivo a formare le condizioni favorevoli per una ricezione non disturbata.

Detto processo di demodulazione si manifesta praticamente con un effetto di eliminazione di ogni frequenza disturbante vicina, ed ha luogo praticamente nello stadio rivelatore; la sua spiegazione è piuttosto complessa e richiede l'aiuto del calcolo; avremo occasione di parlarne dettagliatamente in un prossimo articolo, per ora è sufficiente tener presente l'esistenza del fenomeno, quali fattori vi influiscono, e la sua importante funzione agli effetti di una ottima ricezione delle radiotrasmissioni, ricezione che a un primo esame può sembrare come abbiamo visto, problematica.

Dunque l'elevata selettività dei radioricevitori, a scapito naturalmente della qualità, e l'effetto demodulante della portante interessata sulle bande di modulazione di trasmittenti adiacenti, rende possibile la ricezione delle varie stazioni nonostante la loro distribuzione non troppo favorevole nella gamma delle frequenze. Molto spesso poi la circostanza che le stazioni si trovano geograficamente molto lontane fra loro, contribuisce non poco a migliorare quel rapporto fra le intensità delle varie bande di modulazione cui si è più sopra accennato migliorando altresì le condizioni favorevoli al menzionato processo di demodulazione. Si spiega quindi come nell'ascolto delle stazioni molto vicine e potenti, la qualità di ricezione e riproduzione migliora moltissimo perchè è in tal caso possibile l'uso di una selettività molto ridotta in modo da lasciar passare tutte le bande di modulazione fino oltre i 10 kHz. senza che si verifichino noiose interferenze, dato il fortissimo effetto demodulatore esercitato dalla portante sulle vicine frequenze disturbanti. Quanto asserito può agevolmente essere verificato su ogni radioricevitore. Avranno infatti tutti notato come se un radioricevitore è in esatta sintonia sulla portante di una stazione locale, in assenza di modulazione, si sente subito il caratteristico fruscìo della portante senza peraltro notare nessuna interferenza; non appena cessi l'emissione della portante, il radioricevitore pur rimanendo nella medesima posizione di accordo dà subito luogo a fenomeni di interferenza lasciando passare, quantunque distorte, le trasmissioni delle stazioni vicine di cui prima invece l'azione energica della portante neutralizzava ogni effetto. E' questa una prova chiara e inoppugnabile dell'effetto della portante della trasmissione interessata sulle bande laterali delle trasmissioni adiacenti.

Dunque concludendo, tutte le emissioni di radiodiffusione sono modulate con frequenze acustiche fino a 10 kHz e oltre, senonchè la completa ricezione ne rimane possibile solo per i radioricevitori vicini i quali possono solo in tal caso ridurre al minimo la selettività lasciando passare un canale di modulazione molto più largo dei 9 kHz., nella ricezione normale di una radiotrasmissione lontana, (o vicina ma posta in condizioni geografiche sfavorevoli), si è costretti invece a usare radioricevitori più selettivi, riducendo conseguentemente la gamma acustica di riproduzione, per avere una ricezione soddisfacente, che altrimenti non sarebbe possibile. Se infatti si volessero assicurare le condizioni favorevoli e necessarie per una perfetta trasmissione di un certo numero di trasmettitori, nella gamma attualmente disponibile e più usata delle onde medie, troppo limitato sarebbe il numero dei trasmettitori possibili. Si è perciò pervenuti a una soluzione di compromesso in modo da elevare il numero dei trasmettitori e conservare una discreta qualità senza pretendere quella perfezione che in effetto solo pochi saprebbero apprezzare, tanto più che oggi l'udito umano si è già abituato alla « voce radiofonica » dei normali radioricevitori, accettandone senza accorgersi i difetti, nello stesso modo come ogni strumento musicale ci ha abituati al suo proprio suono.

SISTEMI DI MODULAZIONE

Dal punto di vista elettrico, modulare altro non significa che modificare con continuità o meno secondo una legge qualsiasi le condizioni di funzionamento di un circuito in modo da farne variare con legge simile l'entità delle grandezze in gioco nel circuito stesso; per ottenere questo risultato si possono immaginare numerosi diversi sistemi i quali possono differire fra loro e per la grandezza su cui si agisce (che nel nostro caso trattandosi di una grandezza alternativa può essere, l'ampiezza, o la frequenza o la fase) e pel modo col quale si ottiene l'effetto richiesto.

Limiteremo il nostro esame ai vari modi con i quali si ottiene la modulazione di ampiezza, riservandoci di dare qualche accenno alla modulazione di frequenza.

In tutti i sistemi usati per ottenere la modulazione di ampiezza, possiamo distinguervi le seguenti parti fondamentali:

I - Un oscillatore generatore dell'oscillazione portante ad alta frequenza, seguito o meno da stadi amplificatori.

II - Un generatore della frequenza modulatrice, che generalmente è un microfono, seguito o meno da stadi amplificatori.

III - Un mezzo di accoppiamento fra le due oscillazioni in gioco in modo da far subire alla prima le variazioni della seconda. Vedremo che è appunto quest'ultimo che caratterizza e differenzia i vari sistemi usati.

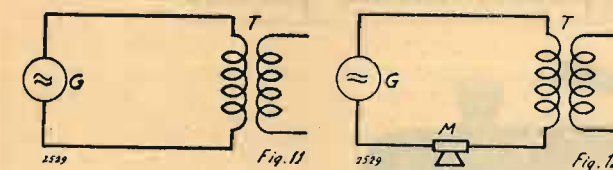
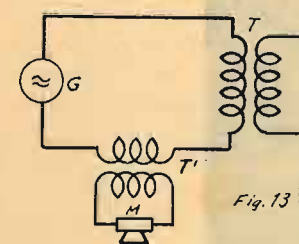
I sistemi fondamentali per ottenere la modulazione di ampiezza sono i seguenti:

a) modulazione per assorbimento;

b) modulazione per variazione del potenziale di griglia;

c) modulazione per variazione della tensione anodica;

d) modulazione per variazione della corrente anodica.

Per una maggiore chiarezza potremo schematizzare il processo nelle sue linee essenziali, con le figure 11, 12, 13.

In fig. 11, G rappresenta il generatore di oscillazioni ad alta frequenza, T un trasformatore ai capi del cui secondario ritroviamo, previa adeguata trasformazione, la tensione oscillante ad alta frequenza del generatore, tensione che si mantiene indefinitamente tale nel tempo a meno che non intervenga nel circuito una causa esterna che ne alteri le caratteristiche supposte costanti. In fig. 12, nello stesso circuito risulta inserito un microfono M, alle variazioni di resistenza del quale corrisponderanno analoghe variazioni di ampiezza della tensione oscillante a radiofrequenza che ritroviamo ai capi di T. Riguardando allora M come il generatore della grandezza modulatrice, come è effettivamente, avremo in definitiva ai capi di T una corrente oscillante a radiofrequenza modulata dalla grandezza M. La fig. 13 mostra che il microfono anzichè direttamente può essere inserito indirettamente nel circuito, a mezzo di un apposito trasformatore T', il quale in questo caso viene a costituire appunto il sopracitato organo di collegamento fra la grandezza modulatrice e la portante da modulare. Nel caso della fig. 12, essendo le due grandezze collegate direttamente in serie tra di loro, il collegamento fra esse non abbisogna di alcun organo particolare.

Nel caso della inserzione diretta del microfono, è la variazione di resistenza dello stesso che determina una analoga variazione di ampiezza nella corrente circolante, ma quando invece l'inserzione avviene indirettamente a mezzo di poche spire inserite nel circuito, accoppiate a poche altre spire chiuse nel microfono (trasformatore T') allora sono le forze elettromotrici indotte sul circuito microfonico dalla corrente circolante a radiofrequenza che reagiscono sul circuito stesso dal quale furono indotte, determinando uno stato di cose tale come se al posto del trasformatore T' fosse inserita una forza elettromotrice in antagonismo con quella provocata dal generatore G, con la conseguenza di determinare una corrente risultante diversa da quella che si verifica a circuito microfonico aperto, e variabile con legge analoga alle variazioni di resistenza del microfono quando esso sia inserito.

Queste le linee di massima e i concetti generali su cui si fonda la realizzazione dei vari circuiti atti a effettuare la modulazione di una grandezza periodica radioelettrica. Lo schema diremo così, sintetico, rimane sempre lo stesso, costituito cioè del generatore di radiofrequenza, il generatore della grandezza modulatrice, parti essenziali per la costituzione del trasmettitore stesso, seguite o meno dai rispettivi stadi di amplificazione; vedremo ora più dettagliatamente come i vari sistemi di trasmissione si differenzino appunto per il modo con cui le suddette due grandezze vengono accoppiate allo scopo di ottenerne una modulata dall'altra.

(continua).

STUDIO GRAFICO DEI CIRCUITI

5039/27

Dott. Ing. C. Pontello

Non è sempre facile avere un'idea chiara sull'azione degli elementi reattivi in speciali circuiti, come, per esempio, quelli che si usano nelle linee di alimentazione d'antenna per l'adattamento di impedenze o di fasi e la messa a punto di tali circuiti se fatta per tentativi presenta delle incertezze che ne aumentano le difficoltà.

D'altra parte l'indagine matematica, quando i circuiti sono un po' complessi diviene estremamente laboriosa.

Abbiamo quindi intrapreso questo studio, che vuol essere una guida per la discussione dei casi che si incontrano in pratica ed un indirizzo sulla via da seguire per la loro messa a punto; perchè, come si potrà constatare leggendo queste note, il procedimento grafico risulta molto più semplice ed atto alla discussione di quanto lo sia quello di calcolo.

Per un'analisi qualitativa, tutti i circuiti possono essere studiati graficamente, ma quando dal tracciato si vogliano ricavare dei valori, ciò è possibile solo quando le grandezze degli elementi del circuito sono dello stesso ordine. Non sarebbe infatti eseguibile, per esempio, il grafico di un circuito oscillatorio in parallelo, con basse perdite dato che la sua impedenza dinamica in risonanza può risultare migliaia di volte maggiore della resistenza ohmica. Quando invece i parametri hanno valori tra loro confrontabili, il grafico è facilmente eseguibile ed i risultati sufficientemente approssimati.

Tale è il caso dei circuiti che chiameremo caricati, cioè quelli nei quali il valore della resistenza ohmica che in essi compare è dell'ordine di grandezza delle reattanze; resistenza che può essere direttamente o indirettamente applicata e che rappresenta l'elemento di utilizzazione o carico utile del circuito. Possono pertanto considerarsi circuiti caricati quelli dei trasformatori di potenza, aperiodici od accordati, i circuiti volano nei trasmettitori, le linee d'alimentazione d'antenna ecc.

Nel nostro studio supporremo che le reattanze siano pure, ossia prive di perdite, ammettendo che le resistenze siano trascurabili o comprese nella resistenza di carico.

Dato che il sistema che seguiremo è quello simbolico espresso graficamente, useremo nei nostri diagrammi gli stessi assi usati nella rappresentazione delle quantità complesse, ossia il 1° e 4° quadrante degli assi coordinati, sicchè le resistenze verranno portate lungo l'asse orizzontale e su quello verticale le reattanze tenendo conto del loro segno.

Ciò premesso, un segmento $\overline{OA}$ (fig. 1) uscente dall'origine rapresenterà in generale un'impedenza che sarà definita dalla grandezza $\overline{OA}$ e dall'angolo di fase φ formato con l'asse orizzontale, oppure dalle sue componenti in serie $\overline{OR}$ ohmica e $\overline{OX}$ reattiva. Se questa impedenza si trova in serie con un'altra impedenza $\overline{OB}$ l'impedenza risultante avrà per componente in fase la somma delle componenti ohmiche delle due impedenze e per componente reattiva la somma algebrica delle componenti di egual nome. Ne consegue che, come si vede in figura, la risultante $\overline{OZ}$ è la diagonale del parallelogramma costruito con i vettori $\overline{OA}$ e $\overline{OB}$.

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Si abbia ora il circuito della fig. 2 nel quale una reattanza x_p è posta in parallelo ad una resistenza r. Determiniamo l'impedenza risultante tra i punti A e B.

Sull'asse orizzontale (fig. 3) portiamo $\overline{OS} = r$ e su quello verticale $\overline{OP} = x_p$. Si conduca la $\overline{PS}$ e da O la $\overline{OZ}$ normale ad essa. $\overline{OZ}$ è in grandezza e fase l'impedenza cercata. Dalle proprietà geometriche della figura si ricava facilmente:

$$OZ = \frac{rX_p}{\sqrt{r^2 + x_p^2}} \; ; \quad OM = \frac{r x_p^2}{r^2 + x_p^2} \; ; \quad ON = \frac{r^2 x_p}{r^2 + x_p^2} \, ,$$

cioè espressioni identiche a quelle che si hanno dal calcolo.

Reciprocamente, dato un vettore $\underline{OZ}$ sarà sempre possibile scomporlo nelle sue componenti in parallelo. Per far ciò basta tirare dal punto Z la normale alla OZ che con le sue intersezioni P ed S con i due assi determina i vettori $\underline{OP}$ ed $\underline{OS}$ componenti cercate. Con ciò si è indicato un terzo modo per definire un'impedenza.

Fig. 4

Consideriamo il caso (fig. 4) di una reattanza x_p in parallelo con una impedenza di componenti r e x_s. Siano nella fig. 5 rispettivamente $\underline{OP}$ la reattanza e $\underline{OS}$ l'impedenza, portata però quest'ultima col segno della sua componente reattiva cambiato ossia con fase invertita; conduciamo la retta PS e si consideri l'angolo α definito dalle relazioni facilmente ricavabili in figura:

$$sen\ \alpha = \frac{\underline{AS}}{\underline{PS}} = \frac{r}{\sqrt{r^2 + (x_p + x_s)^2}};$$

$$cos\ \alpha = \frac{\underline{PA}}{\underline{PS}} = \frac{x_p + x_s}{\sqrt{r^2 + (x_p + x_s)^2}}.$$

Dal calcolo si ha che l'impedenza di questo circuito tra i punti A e B ha le seguenti componenti in serie:

$$\text{componente reale} = \frac{r\,x^2_p}{r^2 + (x_p + x_s)^2},$$

$$\text{componente reattiva} = \frac{r^2 x_p + x_p x_s\,(x_p + x_s)}{r^2 + (x_p + x_s)^2}.$$

Supponiamo di aver portato queste componenti sui due assi, proiettiamone i punti terminali sulla retta PS e determiniamo le distanze delle due proiezioni dal punto P. Avremo:

$$\frac{r\,x^2_p}{r^2 + (x_p + x_s)^2}\,\frac{1}{sen\ \alpha} = \frac{r\,x^2_p}{r^2 + (x_p + x_s)^2}\,\frac{\sqrt{r^2 + (x_p + x_s)^2}}{r} =$$

$$= \frac{x^2_p}{\sqrt{r^2 + (x_p + x_s)^2}}$$

$$\left(x_p - \frac{r^2 x_p + x_p x_s (x_p + x_s)}{r^2 + (x_p + x_s)^2}\right)\frac{1}{cos\ \alpha} =$$

$$= \left(x_p - \frac{r^2 x_p + x_p x_s (x_p + x_s)}{r^2 + (x_p + x_s)^2}\right)\frac{\sqrt{r^2 + (x_p + x_s)^2}}{x_p + x_s} =$$

$$= \frac{x^2_p}{\sqrt{r^2 + (x_p + x_s)^2}}.$$

I due identici risultati ottenuti ci dicono che l'estremo del vettore che rappresenta l'impedenza risultante giace sulla retta PS ad una distanza da P:

$$\underline{PZ} = \frac{x^2_p}{\sqrt{r^2 + (x_p + x_s)^2}}$$

ed il vettore $\underline{OZ}$ sarà in grandezza e fase l'impedenza risultante.

Fig. 5

Ma:

$$\underline{PS} = \sqrt{r^2 + (x_p + x_s)^2} \quad \text{quindi} \quad \underline{PZ} = \frac{\overline{OP}^2}{\underline{PS}}.$$

Ossia il valore della reattanza in parallelo è medio proporzionale tra le distanze dei punti S e Z dal punto P. Questa semplice relazione di corrispondenza tra il punto S ed il punto Z ci renderà facile trovare un procedimento grafico che ci permetta: dato un punto di determinare l'altro. Essa ci dice intanto che tra il punto S ed il punto Z esiste una condizione di reciprocità, ossia: che se al punto S pensato come estremo del vettore impedenza (con la fase cambiata di segno) in parallelo con la reattanza $\underline{OP}$ corrisponde il punto Z, al punto Z pensato come estremo di una impedenza (pure con la fase cambiata di segno) in parallelo con la reattanza $\underline{OP}$ corrisponde il punto S estremo del vettore che rappresenta in grandezza e fase la impedenza risultante. In particolare avremo che se $\underline{PS} = \underline{OP}$ anche $\underline{PZ} = \underline{PS}$ cioè il punto S ha per corrispondente se stesso e l'impedenza risultante sarà eguale a quella applicata ma con la fase cambiata di segno.

Fig. 6

Se (fig. 6) il punto Z cade sull'asse orizzontale, l'impedenza risultante è evidentemente una resistenza pura; questa condizione che chiameremo di risonanza (che corrisponde a $cos\ \varphi = 1$) per reciprocità col caso della fig. 3 si verifica quando OS risulta normale a PS. Segue da ciò che x_p e x_s dovranno essere di segno opposto e che in valore assoluto X_p deve essere maggiore di x_s.

In risonanza, considerando la similitudine dei triangoli OKS e ZOP, si ricava $\underline{OZ} = \dfrac{\underline{OP} \cdot \underline{OK}}{\underline{KS}}$.

Per $x_p = \omega L$ $x_s = \dfrac{1}{\omega C}$ si ha $\underline{OZ} = \dfrac{L}{rC}$ formula nota che esprime l'impedenza dinamica di un circuito oscillatorio in parallelo in condizione di risonanza e che si sa essere una resistenza pura.

Fig. 7

Fig. 8

Fig. 9

Richiamiamo dalla geometria le due seguenti proprietà:

1) Dato (fig. 7) un cerchio ed un punto O esterno od interno ad esso, tutte le rette uscenti da $\underline{O}$ e seccanti il cerchio determinano dei segmenti $\underline{OA}$ e $\underline{OB}$ il cui prodotto è costante; in particolare, se il punto è esterno, tale prodotto è eguale al quadrato del segmento $\underline{OT}$, essendo la retta $\underline{OT}$ tangente al cerchio nel punto $\underline{T}$.

2) Duale del primo; dato un cerchio (fig. 8) ed una retta qualunque α, condotta dal centro la normale ad essa si avranno sul cerchio i punti $\underline{O}$ e O'; qualsiasi retta condotta per $\underline{O}$ incontra la retta data ed il cerchio in punti A e $\underline{B}$ tali che il prodotto dei segmenti $\underline{OA}$ e $\underline{OB}$ è costante. Lo stesso vale per le rette passanti per $\underline{O'}$.

Dalla prima proprietà enunciata si ha subito il sistema più semplice per trovare sulla retta $\underline{PS}$ il punto $\underline{Z}$ corrispondente al punto S secondo la relazione trovata. Fatta (fig. 9) $\underline{OP} = x_p$ $\underline{OR} = r$ $\underline{RS} = -x_s$; con centro sull'asse orizzontale si conduce il cerchio passante per O e per S, la seconda intersezione con la PS dà il punto Z e $\underline{OZ}$ è il vettore risultante.

Del circuito dianzi trattato, costituito di una reattanza in parallelo con un'impedenza, proponiamoci di determinare come varia l'impedenza risultante al variare dei tre parametri. Sia il circuito inizialmente in condizione di risonanza (fig. 10), se manteniamo costanti x_p ed $\underline{r}$, al variare di x_s il punto S si sposterà sulla retta α parallela per S all'asse verticale. Per la 2ª proprietà citata il luogo dei punti Z deve essere un cerchio avente il centro sulla retta condotta per P normalmente alla α e passante per P e per Z quindi pienamente definito. Tracciato il cerchio C_1 se x_s è variato in modo che il punto S si sia portato in S_1 il nuovo punto Z_1 si trova allineato con P e S_1. Se x_s e x_p sono costanti al variare di r il punto S si sposterà lungo la retta β parallela per S all'asse orizzontale. Ancora per la proprietà citata, luogo dei punti Z sarà un cerchio col centro sulla normale per P alla β cioè sull'asse verticale e passante per P e per Z. Condotto il cerchio C_2 (di esso se ne è tracciata solo la metà per escludere il caso di r negativo) i punti corrispondenti S_2 e Z_2 si troveranno allineati con P.

Sia infine variabile soltanto x_p; in tal caso, essendo r e x_s costanti, il punto S rimarrà fisso e si sposterà P. Per la prima proprietà ricordata, luo-

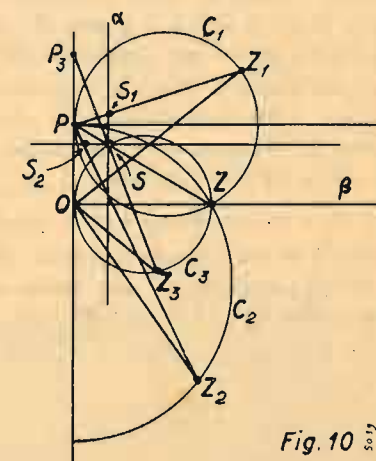



Fig. 10

go dei punti Z sara ancora un cerchio passante per S e per O e col centro sulla normale per O alla OP cioè sull'asse orizzontale. Tracciato il cerchio C_3 supposto che il punto P si sia portato in P_3 il punto Z_3 sarà sull'intersezione della SP_3 col cerchio C_3.

L'esame dei tre cerchi, luoghi dei punti Z estremo del vettore rappresentante l'impedenza totale, ci porta ad una importante osservazione che permetterà di verificare praticamente le condizioni di accordo di un circuito di tal genere. Escluso il caso particolare $x_s = \dfrac{x_p}{2}$ per il quale il centro del

cerchio C_2 viene a cadere in O, solo variando x_p si ha che l'impedenza risultante acquista in condizioni di accordo, un valore singolare e precisamente di massimo.

In pratica dunque per accordare detto circuito basterà inserire tra il beneratore di R.F. e l'ingresso del circuito un indicatore di corrente e regolare la reattanza in parallelo per minima corrente, cioè per massima impedenza.

Consideriamo ora il circuito di fig. 11, che è sostanzialmente il circuito di prima al quale è stata aggiunta in ingresso la reattanza x_{s2}. Sappiamo già trovare l'impedenza tra i punti A e B e l'impedenza totale sarà la somma vettoriale di questa impedenza con la reattanza posta in ingresso, che

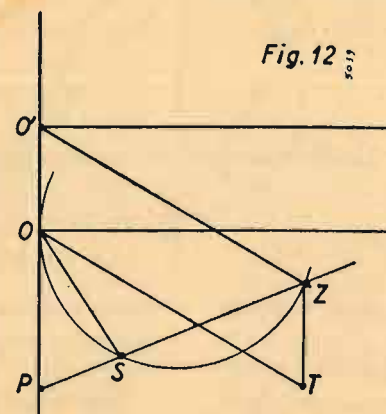
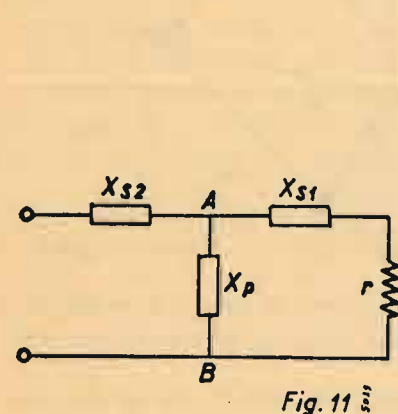
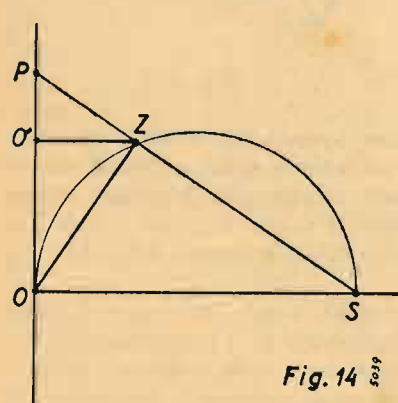
Fig. 11 — Fig. 12 — Fig. 13

vengono a trovarsi in serie. Quindi (fig. 12) fissati nel solito modo i punti P ed S, condotta la PS ed il cerchio per O ed S si ha il punto Z, da esso si porta col proprio segno un segmento $\underline{ZT}=x_{s2}$ ed OT sarà in grandezza e fase la impedenza d'ingresso risultante. Per semplificare il disegno invece di portare il segmento $\underline{ZT}$ possiamo spostare l'origine da O in O' facendo $\overline{OO'}=-x_{s2}$, evidentemente $\underline{O'Z}$ sarà in grandezza e fase eguale a $\underline{OT}$. Perchè questo circuito sia in accordo il vettore $O'Z$ dovrà essere parallelo all'asse orizzontale, come si è fatto nella fig. 13 dove $\underline{OO'}=x_{s2}$ è eguale

Fig. 14

alla comonente reattiva dell'impedenza tra i punti A e B del circuito di fig. 11. Conduciamo nel modo già indicato i 3 cerchi luoghi del punto Z al variare di x_{s1}, r, x_p. Al variare del quarto parametro x_{s2} il punto $\underline{Z}$ rimane fisso, si sposta invece il punto O'. Si verifica facilmente che escluso il caso particolare che il centro di C_2 cada in C', solo variando x_{s2} l'impedenza d'ingresso acquista in accordo un valore singolare e precisamente di minimo.

Donde la regola di constatare la condizione di accordo di tale circuito regolando la reattanza x_{s2} per massima corrente, letta su uno strumento inserito in ingresso al circuito.

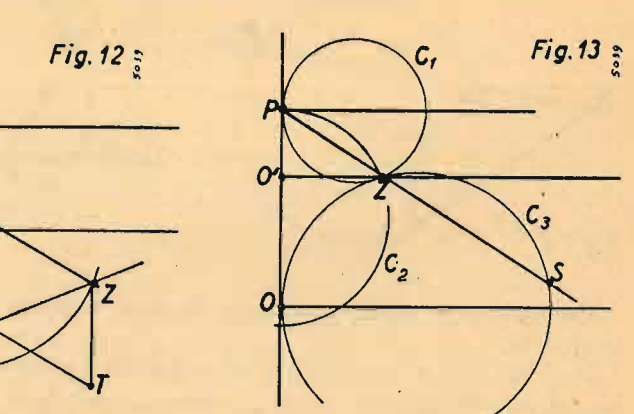
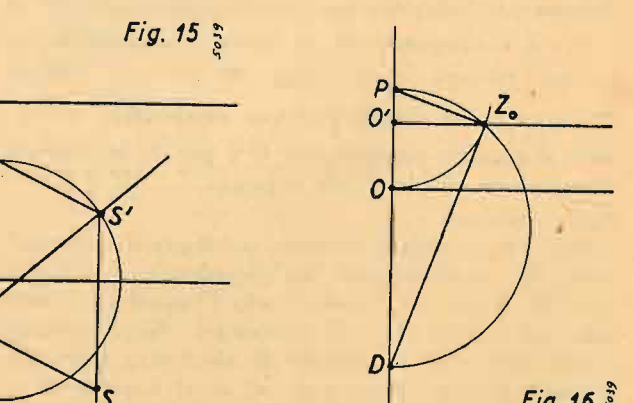
Se nel circuito della fig. 11 si suppone nulla la reattanza x_{s1} il grafico, come si vede nella fig. 14 si semplifica; confrontato questo con quello della fig. 6 si constata che i due grafici sono eguali, solo sono invertiti i valori di alcuni elementi. Ricaviamo pure in questo caso che $\underline{O'Z}=\dfrac{\underline{OP}\cdot\underline{OO'}}{\underline{OS}}=\dfrac{L}{rC}$,

ma mentre nel primo circuito si aveva per una resistenza di carico $KS=r$ una impedenza risultante $OZ>r$, nel caso attuale ad una resistenza di carico $\overline{OS}=r$ corrisponde in entrata una resistenza $\underline{O'Z}<r$. Il primo circuito potrà dunque servire per adattare una resistenza di carico ad una impedenza maggiore, funzionando da trasformatore in discesa, mentre il secondo funzionerà da trasformatore

Fig. 15

Fig. 16

in salita, adattando una resistenza di carico ad una impedenza di minor valore.

Un'altra condizione per la quale si semplifica il grafico del circuito della fig. 10, si ha per $x_{s2}=$ $=x_{s1}=x_s$.

Si abbia applicata all'uscita un'impedenza totale che si trova in parallelo a x_p è costituita dalla somma delle due impedenze x_s e z_u e che $\underline{OO'}=-x_s$, questa impedenza totale, con la sua componente reattiva invertita, è evidentemente eguale a $\underline{OS'}$ diagonale del parallelogramma dei vettori x_s e z_u. Ma data l'identità dei vettori $\overline{OS}$ $\underline{O'S'}$ ciò equivale ad aver tracciato l'impedenza $\overline{z_u}$ a partire da O' anzichè da O. Siccome, come abbiamo già fatto, anche l'impedenza risultante in ingresso va riferita all'origine O', ne consegue che per trattare questo caso si procede come nel caso della fig. 4 con la sola differenza che le impedenze sia in entrata che in uscita vanno riferite all'origine O' essendo $\underline{OO'}=-x_s$.

E' pure facile di questo circuito ricavare graficamente il valore dell'impedenza caratteristica. Fatto centro in P (fig. 16) essendo $OP=x_p$ si conduce l'arco di cerchio di raggio $\underline{PO}$ che incontrerà in Z_0 la parallela per O' all'asse orizzontale. Per quanto è stato già detto il punto Z_0 è un punto doppio, se quindi applichiamo in uscita un carico eguale a $O'Z_0$ ritroviamo ai terminali d'entrata lo stesso carico. Confermiamo il risultato per altra via: Il cerchio C passante per i punti P e Z_0 è il luogo del punto Z al variare della resistenza applicata ai terminali d'uscita; quindi $O'D$ rappresenta l'impedenza in entrata per resistenza di carico zero ossia di corto circuito, e $O'P$ l'impedenza per resistenza infinita, cioè di circuito aperto Essendo il triangolo PZ_0D rettangolo in Z_0 si ha $O'P\cdot O'D=O'Z^2_0$ ossia $O'Z_0=\sqrt{Z_{cc}\cdot Z_{ca}}$.

Sinora abbiamo supposto che gli elementi da comporre in parallelo fossero soltanto due, ma il sistema si può applicare anche a casi più generali, basta procedere per gradi, cioè comporre dapprima tra loro una resistenza con una reattanza quindi la risultante con un terzo elemento e via di seguito.

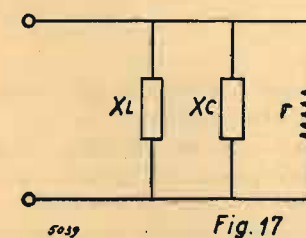
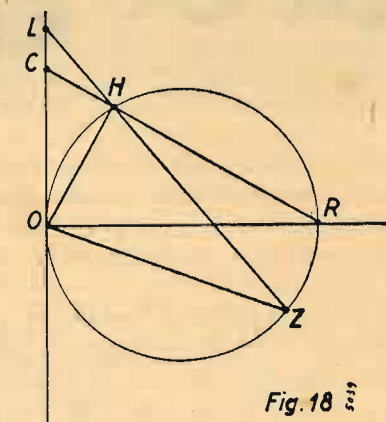



Fig. 17

Prendiamo come esempio quello della fig. 17 dove due reattanze di segno diverso sono in parallelo con una resistenza. Fatto (fig. 18) $\overline{OC}=-x_c$ e $\overline{OR}=r$, si ha con $\overline{OH}$ l'impedenza risultante con la fase invertita, quindi portato $\overline{OL}=x_l$ e condotta la LH si avrà il punto Z ed OZ sarà in grandezza e fase l'impedenza complessiva. Dalla figura si vede che perchè OZ risulti reale è necessario che L coincida con $\overline{C}$ ossia che $x_l=-x_c$. Quindi la condizione di accordo di questo circuito è indipendente dal valore di $\underline{r}$.

Lo stesso rocedimento si può seguire per la composizione in parallelo di impedenze complete di componente reale e reattiva. Per far ciò è però necessario scomporre prima le impedenze nelle loro componenti in parallelo come abbiamo visto pel

Fig. 18

caso della fig. 3, meno una, e comporre quindi questa nel solito modo con le varie resistenze e reattanze. Data la semplicità del procedimento tralasciamo di dare esempio, ricordiamo solo che per semplificare la costruzione, l'impedenza iniziale va portata sul disegno con entrambe le componenti invertite di segno.

RICEVITORE PER CORRENTE CONTINUA ED ALTERNATA

Mario Salvucci

2526/4

Presento ai lettori un apparecchio che può funzionare con la rete a corrente alternata o con accumulatore permettendo di potere ascoltare le trasmissioni in qualunque momento anche in località priva di energia elettrica o che comunque non possa dare affidamento sulla continuità e regolarità della distribuzione dell'energia. E' stato previsto di tenere inserite entrambe le sorgenti di alimentazione; scattando un commutatore si può passare dall'una all'altra anche durante il funzionamento.

Fig. 1

Lo schema elettrico. — E' una supereterodina a 4 valvole oltre la raddrizzatrice (fig. 1), con due gamme d'onda e media frequenza a 467 kHz. Le valvole sono: 6A8 convertitrice di frequenza; 6K7 amplificatrice in MF; 6B8 doppio diodo pentodo funzionante come rivelatrice, controllo automatico di sensibilità e primo stadio di amplificazione in bassa frequenza; 6H6 pentodo finale di potenza con 3,4 watt modulati d'uscita. Queste ultime due valvole sono accoppiate a resistenza e capacità e i valori sono calcolati in modo da ottenere un'elevata amplificazione della bassa frequenza, necessaria per avere una sufficiente potenza d'uscita anche nei casi di scarsa intensità di campo d'onda in arrivo della stazione che si riceve. Avviene infatti che per alcune zone prevalentemente montuose e isolate risulti particolarmente difficile ai comuni apparecchi ricevere bene nelle ore diurne i programmi italiani, specie se si dispone solo di antenna di fortuna. Allo stesso scopo è stata evitata la controreazione in bassa frequenza ed è stato ridotto l'effetto del regolatore automatico di sensibilità.

La valvola raddrizzatrice 5Y3, si include automaticamente a mezzo del commutatore solo per il funzionamento con la rete (fig. 2). Durante il funzionamento in continua entra invece in funzione il survoltore (fig. 3) che costituisce l'unità di alimentazione completa, comprende il vibratore intercambiabile, ed è collegato al circuito mediante una spina a otto piedini.

Il montaggio. — I disegni (fig. 4) mostrano la disposizione dei pezzi sul telaio, al quale sono stati fatti, oltre ai fori già esistenti: un foro del diametro di mm. 30 vicino al condensatore variabile per la valvola 6A8 che non ha schermo metallico, nella parte posteriore un foro di mm. 45 × 29 per il cambiotensioni e un foro di mm. 10 di diametro per il commutatore rete-accumulatore. Notare che 3 delle 8 vie del commutatore, che altrimenti rimarrebbero inutilizzate, vanno usate in parallelo con altre 3 che sopportano maggiore intensità e cioè le vie di commutazione dei filamenti e la via che interrompe l'entrata dell'accumulatore. La resistenza di 2000 ohm (6 watt) serve per effettuare una caduta di tensione di circa 95 volt dato che il trasformatore di alimentazione usato ha l'alta tensione 2 × 345; usando invece un trasformatore con 2 × 245 circa si può eliminare detta resistenza guadagnando oltre 5 watt sul consumo a corrente alternata. Le due lampadine del quadrante devono essere uguali per non portare squilibrio di tensione ai filamenti delle valvole quando funzionano ad accumulatore dato che vengono a trovarsi in serie. Uno dei due portalampadina deve essere isolato dalla massa. La terza lampadina, che serve ad illuminare l'indicatore di gamma, deve avere un consumo di 0,1 o al massimo di 0,15 amp. per equilibrare, sembpre nel funzionamento in continua, le due valvole 6B8 e 6K6. I due potenziometri sono entrambi provvisti di interruttore, uno per ogni sorgente di energia; quello del regolatore di volume serve ad accendere e spegnere l'apparecchio quando funziona ad accumulatore, quello del regolatore di tono per lo stesso uso quando funziona in alternata. E' bene attenersi a questa disposizione per avere il minimo ronzìo con l'alternata. Il filo di griglia della 6B8 deve essere schermato e la valvola protetta da schermo esterno di alluminio. Un altro schermo di alluminio riveste la 6K7. Il survoltore deve essere fissato al telaio mediante le tre sospensioni di gomma fornite dalla Casa. L'altoparlante può essere un magnetodinamico da 3 a 5 watt, oppure elettromagnetico; allo scopo i fori d'attacco dell'altoparlante sono 4: due (*B*) per la bobina mobile del dinamico o altro riproduttore a bassa impedenza, e gli altri due (*A*) per il magnetico, cuffia, o altro riproduttore ad alta impedenza. Il trasformatore d'uscita per il dinamico è fissato internamente al telaio, vicino agli elettrolitici. L'accumulatore è un Hensemberg tipo 6E × 3 per auto Balilla (12 volt, 36 amp.-ore - peso Kg. 23) il quale consente un'autonomia di 16 ore circa; con accumulatore più grande si può avere maggiore autonomia ma con aumento del peso e dell'ingombro. E' stato scelto a 12 anzichè a 6 volt perchè la minore intensità richiesta dal vibratore a 12 ne consente una resa migliore per il minore riscaldamento delle puntine. I terminali di piombo dell'accumulatore (+ e —) vanno forati; nei fori vanno introdotti a forza due morsetti metallici saldandoli poi a stagno con saldatore di adatte dimensioni. Per la ricarica è sufficiente un piccolo raddrizzatore ad ossido oppure a valvola; anche un ampère è sufficiente per la ricarica purchè si abbia a disposizione la corrente per il tempo necessario.

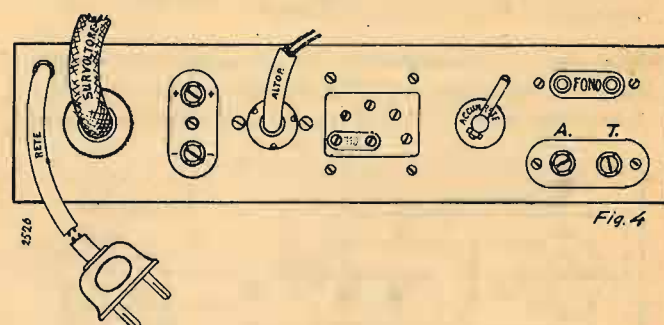
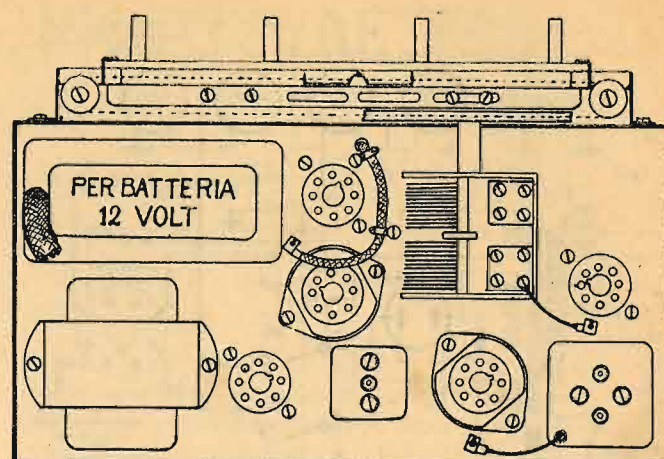
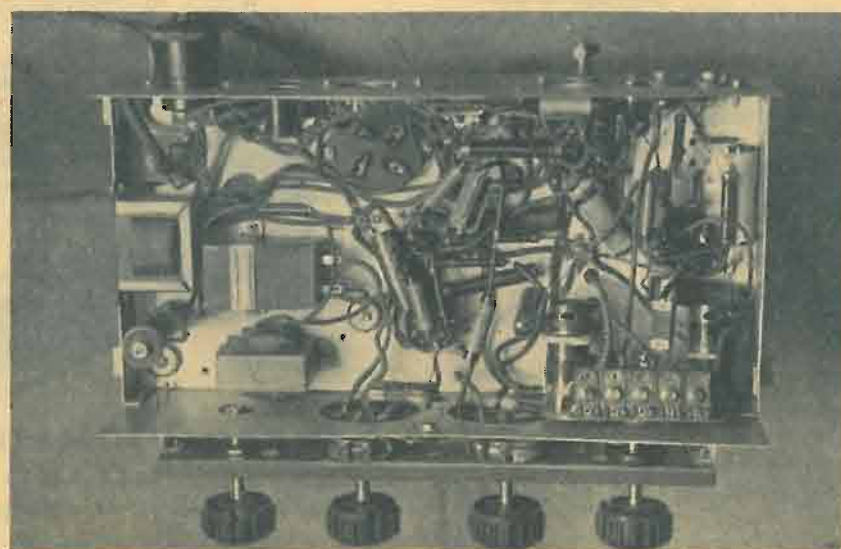
Fig. 2

Fig. 3

Note. — La taratura dell'apparecchio è semplicissima anche se non si dispone di un oscillatore. I compensatori del gruppo ad alta frequenza sono: 1) osc. medie; 2) osc. corte; 3) padding medie, 4) aereo medie, 5) aereo corte. Le tensioni alle valvole segnate nello schema sono state misurate con voltmetro a 1000 ohm per volt; devono essere uguali per entrambe le sorgenti, tuttavia si può ammettere uno scarto del 10%. Da rammentare che per il funzionamento in continua è necessaria anche una buona terra. Non credo opportuno dettagliare oltre sulla messa a punto supponendo che chi si accinge alla costruzione dell'apparecchio non sia al suo primo montaggio.

ELENCO DEL MATERIALE:

1 telaio Geloso SC 49 completo di guide e sospensioni elastiche;
1 survoltore Geloso 1470 per 12 volt completo di vibratore e sospensioni;
1 trasformatore Geloso 5552 A o simile;
1 commutatore Geloso 2025, 8 vie, 2 posizioni;
1 condensatore variabile doppio Geloso 832, con squadrette;
1 boccola riduzione 615 per detto;
1 scala parlante Gel. 1752, corte e medie, con un portalam. isol. 1722;
1 gruppo A.F. cambio d'onda Gel. 1902, corte e medie;
2 potenziometri da 1 M. Ω con interruttore;
1 trasformatore M.F. Gel. 701;
1 trasformatore M.F. Gel. 693;
1 cambiotensioni Gel. 1050;
2 lampadine da quadro 6,5 volt, uguali;
1 lampadina da quadro 6,5 volt, 0,1 amp.;
6 portavalvole octal Gel. 450;
2 schermi per valvole octal;
1 presa fono Gel. 648;
1 presa ant.-terra Gel. 1030;
1 presa accumulatore segnata + e — Gel. 1033;
1 presa a 4 fori per altoparlante Gel. 491;
1 impedenza filtro Gel. Z 302 R o simile;
1 condensatore elettrolitico 12 M.F. 500 v.;
1 condensatore elettrolitico da 8 M.F., 500 v. Gel. 2900 o simile;
1 fascetta per detti Gel. 2854 o simile;
1 resistenza 2000 ohm, 6 watt;
1 altoparlante magnetodinamico Gel. Madi W5, oppure W3;
1 trasformatore 2W3 per detto;
1 spina a 4 contatti per altop., Gel. 495;
4 bottoni di bachelite Gel. 609 o simili;
3 clips per valvole octal;
2 condensatori tubolari 10 M.F., 30 v., Gel. 1263 o simili;
2 resistenze da 2 watt: 500 e 30.000 ohm;
1 resistenza da 1 watt: 15.000 ohm;
9 resistenze da ½ watt: 1 da 150, 1 da 5000, 2 da 50.000, 1 da 0,2, 2 da 0,5 e 2 da 1 M. Ω;

Fig. 4

14 condensatori fissi: 3 da 100, 1 da 200, 1 da 500, 1 da 2000, 3 da 5000, 2 da 50.000, 3 da 0,1;
1 mascherina metallica per scala parlante;
10 cm. filo schermato;
2 m. cordone per presa corrente alternata;
1 spina per presa di corrente alternata;
2 m. cordone 2 × 1 per presa accumulatore;
2 capofili a forcella per presa corrente accumulatore;
2 morsetti metallici per accumulatore;
filo da connessioni, stagno, terminali di massa semplici e multipli, viti con dado, treccia gommata per collegamenti flessibili, rondelle.

CHE COSA C'È DI NUOVO?

Della

2517/7

Spulciare la stampa tecnica straniera è un lavoro al quale noi tecnici ci siamo sempre dedicati con piacere, sia per vedere cosa si fa di nuovo, sia per sperimentare e — ove possibile — migliorare quel che vien fuori dai laboratori.

Oggi questo lavoro ci è quasi precluso, un po' perchè la stampa tecnica — specie nel nostro ramo — è ridotta ai minimi termini ed un po' perchè i laboratori di tutto il mondo oggi lavorano per la guerra e le novità quindi restano segrete.

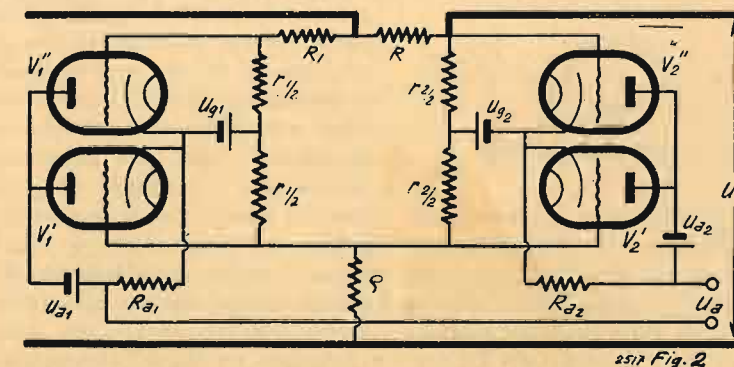
Fig. 1

Ciò non ostante qualcosa ancora si trova se si cerca con attenzione. Ad esempio il *wattmetro termoionico* illustrato da O. SCHAFER nell'*Archiv. fur Tech. Massen* Lfg. 132 del giugno 1942 presenta molti punti interessanti e crediamo che possa interessare i nostri lettori. Eccone un riassunto.

E' noto che la misura del valore medio della potenza elettrica a mezzo di un wattmetro termoionico si esegue riconducendola a quella di una corrente continua. Per ottenere il prodotto dei due fattori della potenza si può seguire una via indiretta così come si fa con i wattmetri termici, basandosi sulla relazione:

$$k(u_t + ci_t)^2 - k(u_t - ci_t)^2 = $$
$$= 4K\,c\,u_t\,i_t.$$

La fig. 1 dà un esempio di applicazione con valvole ad una griglia; le valvole debbono avere caratteristiche identiche e lavorare nel loro tratto parabolico. Esse sono montate in fase nei riguardi della u_t ed in controfase nei riguardi della i_t; la indicazione dello strumento inserito nel circuito anodico è proporzionale alla potenza media ed è indipendente dalla frequenza. Il più piccolo campo di misure che è possibile effettuare è rappresentato da $U_{eff} = 2\,V$, $I_{eff} = 0{,}1$ A, con una precisione di 0,6 %.

Onde poter utilizzare anche la semionda positiva si può perfezionare lo schema precedente sostituendo ad ogni valvola una coppia di valvole, così come in fig. 2; così facendo si ottiene un funzionamento simile a quello delle termocoppie e si può misurare la potenza istantanea oltre che la media, sostituendo allo strumento un oscillografo nel circuito anodico. Il campo inferiore di misura in tal modo diventa di 10 mA/30V con un errore non superiore al 5 %.

La formazione del prodotto per la misura di potenza si può ottenere anche per via diretta ricorrendo a valvole multigriglia. In tal caso si impiega lo schema di fig. 3. Anche in questo caso le valvole debbono avere caratteristiche uguali e le condizioni di lavoro debbono essere scelte nei campi lineari della caratteristica, campi che sono di larghezza molto inferiore a quella dei campi parabolici dei triodi. La corrente anodica di ogni valvola sarà espressa da una relazione del tipo:

$i_a = Au_{g1} + Bu_{g1}\,U_{g4} + Cu_{g4} + D$, e la corrente che attraversa l'istrumento è $2_2\,Bu_{g1}\,u_{g4}$.

Il campo inferiore di misura è inferiore a 10 mA/1 V con errore trascurabile, ma non precisato dall'A.

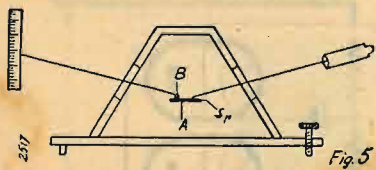
E' notevole la semplicità con cui si può variare il campo di misura dello strumento, dato che è sufficiente variare il valore delle resistenze del circuito. Usando dei trasformatori, come indicato nella fig. 3 il wattmetro può essere utilizzato solo nel campo delle frequenze acustiche, e però con un accoppiamento capacitivo, fig. 4, portando direttamente le tensioni da esaminare sulle griglie si ovvia all'inconveniente ed il wattmetro è utilizzabile per tutte le frequenze. In questo caso però occorre che le due tensioni abbiano un punto comune a massa.

* * *

2517 Fig. 2

Anche un nuovo tipo di strumento per l'alta frequenza illustrato da F. BRAUNE in *Zeitschrift f. Techn. Phys.*, vol. XXIII del febbraio 1942 riveste un certo interesse per chi si occupa di misure in alta frequenza. Il princi-

pio informatore è assai semplice. Come in altri apparecchi similari, anche questo utilizza il fenomeno del riscaldamento di un filo metallico percorso dalla corrente da esaminare, del quale si valuta l'allungamento per valutare da que-

sto la temperatura. Per ottenere il valore di allungamento, un filo di manganina lungo 5 cm, di Ø=0,015 mm vien disteso parallelamente ad un filo di vetro alla distanza di circa 0,5 mm e saldato insieme con Balsamo del Canadà ad uno specchietto S_p disposto dissimetricamente (fig. 5 e 6). In conseguenza dell'allungamento del filo di manganina si ha una rotazione dello specchietto, che si misura otticamente su di una scala a riflessione.

Lo specchietto è consigliabile sia di vetro nero anzichè di argento allo scopo di evitare correnti di Foucault, e può essere munito di alette di smorzamento qualora se ne presenti la necessità. La precisione di misura è molto elevata, ma occorre avere la massima cura alla influenza della temperatura ambiente sul punto di zero. Al confronto con altri apparecchi il risultato è stato ottimo e si sono misurate frequenze fino all'ordine di tre metri di lunghezza d'onda.

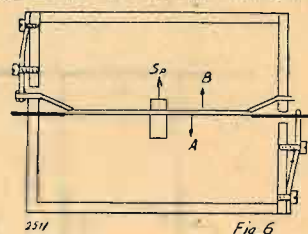
Lo strumento che il Braune descrive fu ideato dal MALSCH nel 1937 e perfezionato successivamente dal FRINGS.

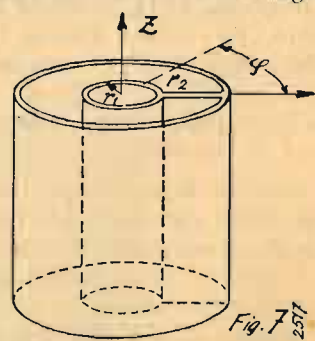
* * *

Passando dalle frequenze alte alle altissime, sempre da *Zeit schrift f. Techn. Phys.*, vol. XXII dell'aprile 1942 segnaliamo un lavoro di H. STEYSKAL su di uno speciale tipo di costruzione della conduttura tubolare concentrica come risuonatore per onde ultracorte.

E' noto che specie per le lunghezze d'onda inferiori ad un metro, i circuiti oscillatori non possono essere più costituiti da induttanze e capacità concentrate, prima di tutto per il basso valore di Q e quindi del forte smorzamento e secondariamente a causa delle ridotte dimensioni che presentano. E' di uso ricorrere allora a sistemi tipo Lecher con linee bifilari o tubolari concentriche od a risuonatori cavi, che in generale presentano i vantaggi di piccole perdite ohmiche date le grandi superfici di conduzione e diminuzione o anche annullamento dello smorzamento dovuto alla irradiazione, inoltre, quale più grande vantaggio quello di dimensioni lineari relativamente grandi e quindi di possibilità di smaltire maggiori potenze di perdita.

Il tipo di risuonatore che lo Steyskal ha studiato è costituito da due tubi coassiali collegati fra loro galvanicamente o capacitivamente in un punto del contorno in direzione radiale (fig. 7). Se si ammette che la conduttività delle pareti sia infinita, in modo che su di esse le componenti tangenziali del campo siano nulle, si possono calcolare le frequenze proprie di oscillazione del sistema seguendo il procedimento analitico proposto dal Borgnis (*Ann. d. Phys.*, 35, 1939).

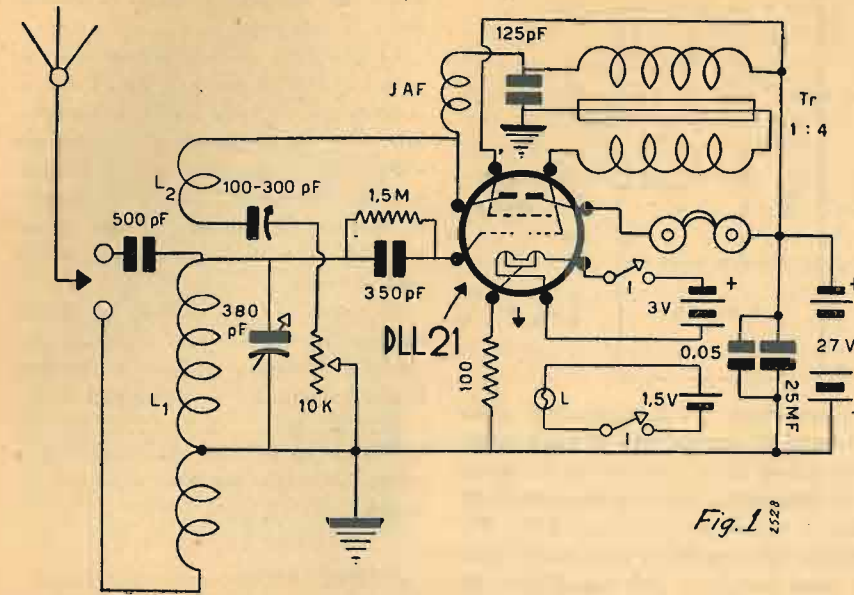
Il tipo di oscillazione che si presenta è quello a polarizzazione circolare H. Il numero delle frequenze teoricamente possibili è infinito, benchè quelle che interessano dal punto di vista pratico sono solamente le prime due, e paragonate a quelle che si hanno in un risuonatore formato da una linea tubolare concentrica senza connessione di corto circuito radiale, esse risultano circa doppie.

La cosa è facilmente comprensibile se si tien conto che alle oscillazioni di tipo H prendono parte non solo onde radiali, ma anche onde di contorno.

Per il risuonatore senza parete radiale le onde più lunghe al contorno hanno lunghezza uguale a quella del contorno stesso mentre per il risuonatore avente parete radiale di riflessione la lunghezza

è circa doppia e precisamente si ha:

$$\frac{\lambda}{2} = \sim (r_1 + r_2)\pi$$

cioè mezza lunghezza d'onda uguale al contorno del cerchio medio. La formula ha carattere di approssimazione, ma secondo l'A. tale approssimazione è vicina alla realtà.

MONOVALVOLARE PORTATILE ALIMENTATO A BATTERIE

S. Sirola - R. Pera

Il ricevitore portatile a batteria interessa un'ampia categoria di persone perchè permette la ricezione anche nelle zone sprovviste di rete di illuminazione a c. c. od c. a. (in campagna, al mare, in automobile, in canotto, ecc.). In alcuni casi particolari interessa poi che il ricevitore abbia ingombro e peso minimi, affinchè possa essere trasportato ovunque con la massima facilità.

E' appunto un ricevitore di questo genere che descriveremo per accontentare quella vasta schiera di persone cui piace potere in ogni luogo e momento ascoltare i programmi radiofonici.

Nello studio e nella realizzazione di questo apparecchietto in miniatura, abbiamo fatto il possibile per non disgiungere i due requisiti del minimo ingombro e di un buon funzionamento. Con una sensibilità ottima ed un'uscita più che sufficiente per l'ascolto in cuffia, siamo riusciti ad ottenere dimensioni d'ingombro di soli cm. 20×10×15, mentre il peso dell'apparecchio al completo è di appena kg. 2,700.

Circuito. — Il circuito, come ora si vedrà, differisce di molto dai circuiti del genere finora adoperati. La differenza sostanziale consiste nell'impiego della moderna DLL 21, doppio pentodo di uscita della serie D europea, appositamente costruita per ricevitori a batteria.

Questa valvola, è stata costruita per essere utilizzata come finale di potenza (circa 1 watt), per la connessione delle due sezioni in controfase; alquanto diverso è invece l'impiego che noi ne abbiamo fatto, inquantochè abbiamo usato una sezione come rivelatrice per caratteristica di griglia, mentre l'altra, mediante un trasformatore di b. f. del rapporto di 1 a 4, amplifica in b. f. il segnale rivelato (fig. 1). La DLL 21, che possiede un elevato coefficiente di amplificazione anche con tensioni anodiche basse, si presta molto bene a questa utilizzazione. La tensione anodica massima è di 135 volt, ma noi abbiamo adoperato soli 27 volt, ottenuti con 6 pile a secco di 4,5 volt disposte in serie. In queste condizioni le caratteristiche della DLL 21 sono quelle indicate nella tabella qui appresso.

Vf	If	Va	Vgs	Vg	Ri	K	S
1.4	0.2	27	27	0.4	70000	105	1.4 mA/V
2.8	0.1						

Vg		Ia
0 v		3,5 mA
— I v		2,1 mA
— 4,5 v		2,0 mA

Come si può osservare la valvola può essere accesa con due tensioni diverse di filamento, cui corrispondono due diverse correnti. Nel caso nostro essa è accesa con 2,8 volt; per accenderla a 1,4 volt detta tensione dovrebbe venir presa tra i due capi del filamento riuniti e la presa centrale. In questo secondo caso s'incontrerebbero difficoltà nel polarizzare giustamente la valvola. Si tenga presente che con una polarizzazione di Vg=O la valvola si esaurisce rapidamente.

Esaminiamo ora il circuito elettrico della fig. 1. Il segnale captato dall'aereo può essere trasferito all'induttanza di griglia in due maniere diverse: capacitativamente attraverso il condensatore da 500 pF. o induttivamente (ad autotrasformatore) attraverso un prolungamento della L_1 oltre massa. Nel primo modo si ha una maggiore sensibilità ed una selettività più bassa, nel secondo modo accade il contrario. Il primo collegamento conviene pertanto quando il ricevitore si trova lontano dalle grandi trasmittenti, mentre il secondo si attua quando, per la presenza di potenti trasmittenti vicine, è necessaria una selettività più spinta. Si attua nell'uno o nell'altro modo spostando un ponticello nell'interno dell'apparecchio.

La sintonia si effettua con un condensatore variabile da 380 pF., che è sufficiente a coprire tutta la gamma delle onde medie.

Il condensatore fisso da 350 pF. e la resistenza derivata da 1,5 MΩ costituiscono il dispersore di griglia. Il segnale così passato alle griglie viene dalla placca inviato alla L_2 che, accoppiata alla L_1, produce un effetto reattivo. Il valore della capacità semifissa disposta in se-

rie alla L_2 viene variato fra 100 e 300 pF.; detta regolazione va fatta una volta per sempre, mentre a ricevitore ultimato per ottenere l'innesco si varierà detta capacità indirettamente, variando la resistenza da 10 KΩ. A questo reostato è accoppiato l'interruttore che serve ad accendere l'apparecchio, disposto sul filamento.

Attraverso l'impedenza di a.f. JAF il segnale già rivelato passa al primario del trasformatore di b.f. a rapporto 1/4; il secondario dello stesso è collegato alla griglia della seconda sezione che amplifica la debole corrente che infine viene raccolta da una cuffia sulla placca.

Fra l'impedenza e la massa e fra l'A.T. e la massa sono disposti dei condensatori di fuga che convogliano a terra eventuali tracce di a.f.; il condensatore da 25 μF, 30 volt, ha particolarmente il compito di evitare che si sentano gli scrosci dovuti alla batteria anodica che si scarica.

La valvola, data la debole tensione di polarizzazione che non consiglia l'uso di una pila apposita, è polarizzata con una resistenza da 100 ohm. L'apparecchietto è inoltre munito di un impianto di illuminazione rappresentato da una pila e da una lampadina da 1,5 volt, 0,25 amp. che consente un'autonomia di circa 90 ore. L'autonomia del ricevitore è invece di circa 240 ore per il filamento e di parecchi mesi per l'anodica. Noi abbiamo impiegate pile marca « Superpila » oro da 4,5 volt per l'anodica, e da 1,5 volt (tubolari da 33 mm.) per il filamento.

Bobina. — Essa è stata realizzata su tubo bachelizzato da 42 mm.; gli avvolgimenti sono nello stesso senso e distano fra loro 2 mm.

L_1 (205 μH) è composta da 80 spire di filo da 0,3 smaltato, con presa alla decima spira;

L_2 è avvolta invece con 70 spire di filo da 0,15 mm. smaltato.

La bobina così realizzata ha un elevato fattore di merito.

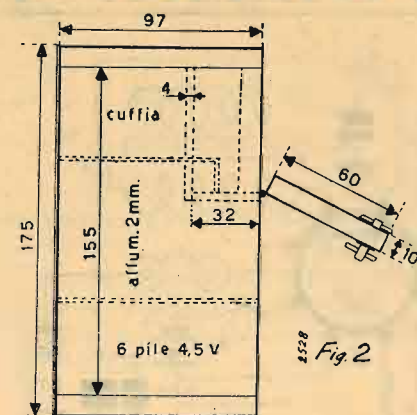
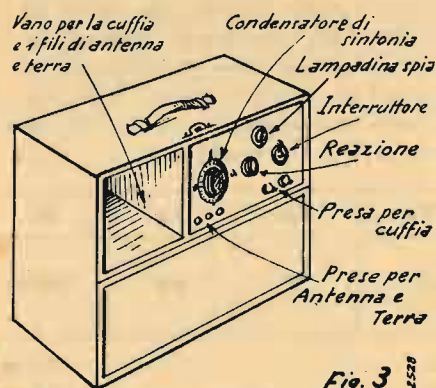
Fig. 2

Costruzione. — L'apparecchio viene montato in una cassetta di legno delle dimensioni di cm. 20 × 10 × 15. La forma e le dimensioni esatte si possono facilmentre riscontrare dalle figg. 2 e 3. Togliendo un pannello di alluminio si apre la parte posteriore dell'apparecchio, da cui si può avere accesso alle pile e al ricevitore. Aprendo uno sportellino anteriore compare un pannellino (sul quale si trovano il bottone del reostato con interruttore per la reazione, quello del condensatore di sintonia, la lampadina per l'illuminazione e il relativo interruttorino) e un ripostiglio per una cuffia mono auricolare e qualche metro di filo che, disteso, serve da antenna.

Fig. 3

Funzionamento. — L'amplificazione totale dell'apparecchio con cuffia da 2000 ohm è di circa 150 volt, oltre alla reazione che aumenta di molto la sensibilità e la selettività.

La resa della seconda sezione non supera i 20 mW di potenza; data l'alta resistenza interna della valvola è consigliabile l'uso di cuffie ad alta impedenza (4000 ohm ed oltre) per evitare una cattiva resa. Il rendimento del ricevitore è elevatissimo disponendo di una *buona* presa di terra e di un'antenna di un paio di metri.

Di giorno si ricevono bene le stazioni italiane, mentre la sera si captano anche le altre stazioni europee. L'intensità, lo ripetiamo, non è eccessiva, data la piccolezza dei mezzi impiegati, ma più che sufficiente ed in ogni caso superiore a quella ottenibile con altri ricevitori similari.

Materiale usato:

1 DLL 21 Philips;
1 zoccolo octal tipo americano per detta;
1 condens. variabile 380 pF. S.S.R. modello piccolo;
1 trasformatore b.f. 1:4;
1 potenziometro da 10 KΩ micron con inter. (Geloso).
1 compensatore 100-300 pF. (Geloso);
1 auricolare di cuffia da 2000 ohm.
1 impedenza da a.f. (Geloso);
1 resistenza 1,5 MΩ 1/2 Watt;
1 resistenza 100 ohm, 1/2 Watt;
1 condensatore fisso 350 pF mica (Ducati);
1 condensatore fisso 500 pF mica (Ducati);
1 condensatore fisso 125 pF mica (Ducati);
1 condensatore fisso 0,005 μF antinduttivo (Geloso).
1 condensatore elettrolitico 25 μF, 30 v (Geloso);
1 interruttorino;
4 boccole nichelate;
2 bottoni ad indice;
1 lampadina con portalampada 1,5 v, 0,25 Amp.
1 pila « Superpila oro » 3 volt (2 elementi) mod. 80.

IL FONOGRAFO-RADIO

Dott. Renato Pera

Il semplice apparecchietto che presentiamo richiede una spesa assai esigua per la sua realizzazione, ma la sua utilità è notevolissima in molti casi. Diamo anzitutto le sue generalità. Esso altro non è che un minuscolo oscillatore ad onde medie, il cui raggio d'azione è di qualche decina di metri, che viene alimentato prelevando le tensioni da un comune radiofonografo.

Vediamo ora brevemente quali possono essere le sue applicazioni.

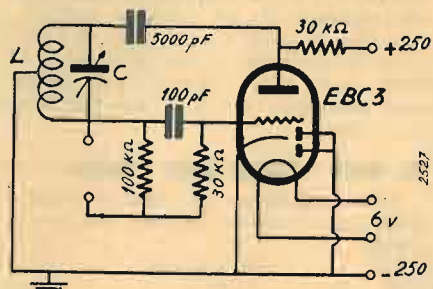
Quando si possiede più d'un ricevitore, fra cui un radiogrammofono, si possono ascoltare i dischi contemporaneamente in più ambienti ricevendo semplicemente l'onda modulata emessa dal fonografo-radio, sistemato nel mobile del radiogrammofono.

Altra applicazione importante che si può effettuare, non avendo un oscillatore, è quella d'impiegare il fonografo-radio per la taratura delle super.

Innumerevoli altre applicazioni ha questo semplice apparecchietto di prima utilità al dilettante in moltissime evenienze.

Il circuito della fig. 1 indica lo schema adoperato; una EBC3, della serie rossa, ha i diodi messi a terra, mentre la sezione triodica oscilla in circuito Hartley. La modulazione è effettuata senza l'interposizione di altre valvole agendo direttamente sulla griglia. La profondità di modulazione che ne risulta non è effettivamente troppo grande, benchè sufficiente, data l'esigua portata che deve avere questo piccolo trasmettitore.

Come si può osservare dallo schema all'oscillatore in parola non vi è connessa nessuna, sia pur breve, antenna, poichè il campo e.m. prodotto dalla bobina risulta sufficientemente intenso per una buona ricezione.

La realizzazione è stata effettuata mantenendo le dimensioni il più possibilmente esigue in maniera che l'apparecchio potesse trovare facile sistemazione

nell'interno del mobile di un radiogrammofono. Noi abbiamo utilizzato come telaio la calotta di un trasformatore di BF. di un vecchio apparecchio americano. Poichè un telaio del genere non è alla disposizione di qualunque dilettante che si accingesse alla costruzione del nostro fonografo-radio, esso potrà autocostruire un piccolo telaio di alluminio spesso 1 mm. Eseguita la foratura e la piegatura del pezzo lo si potrà lasciare tale e quale oppure lo si potrà verniciare con una vernice al nerofumo, che sarà agevole prepararsi sciogliendo del nerofumo in una miscela in parti eguali di vernice coppale ed essenza di trementina (o petrolio).

Lo zoccolo portavalvola da noi usato è del tipo in frequenta, ma si potrà egualmente adoperare uno zoccolo di materiale fenoplastico, date le frequenze relativamente basse in gioco.

Le caratteristiche dell'induttanza che permette il funzionamento dell'oscillatore nella banda delle onde medie comprese fra i 200 e i 350 metri sono le seguenti: tubo da 30 mm., 80 spire di filo da 0,2 rame smaltato, presa alla 30ª spira. E' possibile scegliere l'onda di lavoro più conveniente agendo su di un compensatore disposto in parallelo all'induttanza.

Le tensioni vengono prelevate dal ricevitore mediante un cordone con spina a quattro contatti.

Tale è la semplicità di questo apparecchio che ci sembra superfluo aggiungere altro.

Elenco del materiale adoperato:

1 telaio;
1 valvola EBC 3 Philips;
1 zoccolo a bicchiere octal (Mottola);
1 condensatore fisso da 5000 mica (Ducati mod. 104);
1 condensatore fisso da 100 mica (Ducati mod. 102);
1 compensatore da 150 a 300 pF. (Geloso n. 1019)
2 resistenze da 30.000 ohm 1 W (Ophidia) ;
1 resistenza da 100.000 ohm 1 W (Ophidia);
1 cappellotto di griglia;
1 spina americana a 4 contatti;
2 boccole;
1 squadretta, capicorda, filo da connessioni, cordone, filo smaltato, viti 1/8.

Confidenze al radiofilo

Ds. 6489 - Ballabio Luigi - Venezia

I dati che ci richiedete li potete ricavare con facilità dall'articolo « Circuiti supereterodina » a cui lo schema si riferisce.

Ad ogni modo noi ve li riportiamo qui per vostra maggior comodità.

Induttanza d'aereo: secondario 130 spire filo rame smaltato da 0,3 mm. su tubo da 25 mm.; primario (a bassa imp.) 20 spire stesso filo a 3 mm. di distanza.

Induttanza oscillatore: secondario 80 spire stesso filo pure su tubo da 25 mm.; reazione 27 spire stesso filo, inizio a 1 mm. dal secondario.

Il correttore sarà formato da un condensatore fisso da 300 pF in parallelo ad uno semifisso con variazione da 150 a 300 pF.

I dati che seguono per la costruzione di M.F. a 468 Kc. si riferiscono a trasformatori costruiti in aria ossia senza nucleo ferro-magnetico; il rendimento è però di circa la metà rispetto alle corrispondenti M.F. Geloso con nucleo.

I° stadio — primario e secondario uguali fra loro — spire 220 avvolte a nido d'ape su supporto del diametro di 13 mm., con filo di Litz 10 × 0,05; compensatore di circa 85 pF (cond. fisso da 60 pF e semifisso da 5 ÷ 40pF). Distanze fra le bobine 28 mm.

II° stadio — come il precedente — avvolgere però solo 180 spire anzichè 220; compensatore di circa 120 pF (condensatore fisso da 100 pF e semifisso da 5 ÷ 40 pF). Distanza fra le bobine 20 mm.

Si può sostituire il filo di Litz, con filo di rame da 18/100 2 seta; il rendimento diminuisce però ancora notevolmente.

Potete benissimo sostituire la ECH4 alla 6A8 g. Per un montaggio corretto consultare lo schema di fig. 1 a pag. 116 dell'Antenna N. 7-8 corr. anno.

Conviene schermare i collegamenti che vanno dal secondario del II° trasformatore di M.F. al potenziametro regolatore di volume.

I secondari del trasformatore di alimentazione hanno i seguenti dati: accensione raddrizzatrice 5V-2A. Accensione altre valvole 6,3 V-1,2 A. A.T. 2 × 330 V - 0,05 A.

Il procedimento per cambiare il cono di un altoparlante è chiaramente indicato a pag. 36 dell'Antenna N. 2 anno 1942.

La resistenza della bobinetta di un rilevatore fonografico si aggira normalmente sui 1500-1800 ohm.

Ds. 6490 - Boldinelli Angelo - Trieste

Sia lo schema costruttivo di montaggio che i dettagli di costruzione dell'induttanza dell'M.V. 145 sono stati pubblicati a pag. 488 e 489 del N. 15 dell'Antenna anno 1937.

Ds. 6491 - Mazzolani Giacomo - Milano

Per l'utilizzazione delle valvole in vostro possesso su un ricevitore ad onde medie vi consigliamo di montare il 3 più una a circuiti accordati descritto sul fascicolo n. 5 del 1940 a pagina 36, eseguendo le seguenti modifiche:

La WE 25 al posto della AF 3 = La E 442 al posto della AF 7 = La C 443 al posto della AL 2 = La 506 al posto della AZ 1 = La resistenza catodica che deve essere di 1000 ohm ed il condensatore da 25 MF della finale vanno posti fra la presa centrale dell'avvolgimento di accensione e la massa. La resistenza catodica della E 442 deve essere di 750 ohm.

Non interessandovi le Onde Lunghe basta eliminare tutte le parti comprese nel commutatore d'onda.

Ds. 6492 - Mario Di Biasi - Napoli

Sullo schema elettrico del « Prova-valvole portatile », descritto sull'Antenna N. 10 anno 1941, va omesso il collegamento fra il deviatore N. 7 ed il potenziometro. Tale deviatore può essere anche sostituito da un semplice interruttore che va inserito sul ritorno del circuito catodico dei primi sei deviatori. Altre correzioni al detto schema sono state pubblicate sul N. 2 dell'Antenna, anno 1942.

Ds. 6463 - Fasani Luigi - Roma

Nella consulenza Ds. 4683 le formule ivi esposte vanno sostituite con le seguenti:

$$R_t = \frac{R_1 \times R_2 \times R_3}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}$$

se trattisi di tre resistenze in parallelo (o condensatori in serie) e

$$R_t = \frac{R_1 \times R_2 \times R_3 \times R_4}{R_1R_2R_3 + R_1R_3R_4 + R_1R_2R_4 + R_2R_3R_4}$$

nel caso di quattro resistenze in parallelo (o condensatori in serie).

Ds. 6494 - Verzica Francesco - Trieste

Per utilizzare il materiale e le valvole in vostro possesso vi consigliamo la costruzione del ricevitore a stadi accordati il cui schema è stato pubblicato alla consulenza Ds. 4681.

Ds. 6495 - Garlaschini Giuseppe - Fromello

Vi sconsigliamo l'applicazione delle onde corte (il che è tra l'altro vietato dalle vigenti leggi) su di un ricevitore di tipo antiquato ed a stadi accordati. Non otterreste che un insuccesso.

Probabilmente disporrete di un aereo assai poco efficiente per cui otterrete un miglior rendimento sostituendo a questo la terra.

Per la regolazione di volume del fono potete inserire un potenziometro da 50.000 ohm fra il rilevatore e la presa sul ricevitore collegando al primo i due estremi del potenziometro ed alla presa fono uno degli estremi ed il cursore.

Ds. 6496 - Dolara Ugo - Nervi

Probabilmente si tratta di scarso filtraggio e in tal caso è necessario sostituire od aumentare la capacità degli elettrolitici. Può anche dipendere però da influenza elettromagnetica fra il trasformatore di alimentazione e l'impedenza di accoppiamento di B.F. Provare quindi a spostare od orientare diversamente quest'ultima.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile

LA STAMPA MODERNA - Via Reina N. 5 - MILANO

PICCOLI ANNUNCI

Lire 1,— alla parola; minimo 10 parole per comunicazioni di carattere privato.

COMPRO materiale radio, manuali, riviste Antenna la Radio. - Martinelli Buonamici 6 - Lecco.

STUDIO Laboratorio Radiotecnica - Ricostruzioni, riparazioni, modifiche apparecchi radio, impianti semplificatori. - Servizio di consulenza tecnica - Ing. Piasentin - Corso Porta Nuova 20, Tel. 61933 - Milano.